

(43)Date of publication of application : 09.05.2003

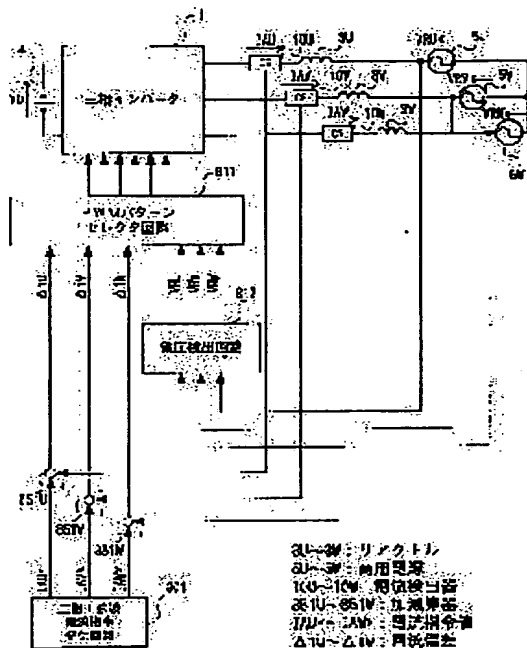
H02M 7/48
H02M 7/5387

(71)Applicant : MITSUBISHI ELECTRIC CORP

(72)Inventor : OBA NORIO

(57)Abstract:

SOLUTION: The control circuit for power conversion device comprises a current command generating means 801, which gives current command values I_{AU}^* to I_{AW}^* to a current loop for controlling the output current of a power conversion device 1; a current deviation vector detecting means, which determines current deviation vectors Δi_U to Δi_W , between current command values and feedback values; a voltage-detecting means 812, which determines the voltage vectors of three-phase voltage source $5U$ to $5W$; and a PWM pattern selecting means 811, which selects PWM patterns for the power conversion device 1. If the current deviation vectors Δi_U to Δi_W go out of the allowable deviation range, a mode for the power conversion device 1 is selected from among modes which are defined by the values of current deviation vector and voltage vector with respect to output a PWM pattern.



15.10.2004

[Date of extinction of right]

Copyright (C); 1998,2003 Japan Patent Office

LEFT AVAILABLE COPY

(19)日本国特許庁 (J P)

(12) 公開特許公報 (A)

(11)特許出願公開番号

特開2003-134845

(P2003-134845A)

(43)公開日 平成15年5月9日(2003.5.9)

(51)Int.Cl.⁷

識別記号

F I

テームト*(参考)

H 0 2 M 7/48
7/5387

H 0 2 M 7/48
7/5387

V 5 H 0 0 7
Z

審査請求 未請求 請求項の数6 O L (全 16 頁)

(21)出願番号 特願2001-320305(P2001-320305)

(22)出願日 平成13年10月18日(2001. 10. 18)

(71)出願人 000006013

三菱電機株式会社

東京都千代田区丸の内二丁目2番3号

(72)発明者 大羽 規夫

東京都千代田区丸の内二丁目2番3号 三
菱電機株式会社内

(74)代理人 100057874

弁理士 曾我 道照 (外6名)

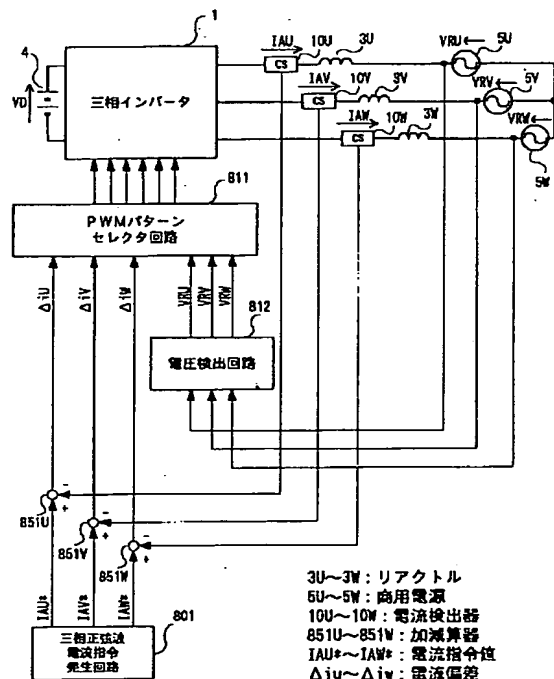
Fターム(参考) 5H007 AA00 BB06 BB07 CB05 CC07
DA05 DB02 DC02 DC05 EA04

(54)【発明の名称】 電力変換装置の制御回路

(57)【要約】

【課題】 スイッチング回数の少ない最適モードを選択可能な電力変換装置の制御回路を得る。

【解決手段】 電力変換装置1の出力電流を制御する電流ループに対して電流指令値 I_{AU}^* ~ I_{AW}^* を与える電流指令発生手段801と、電流指令値とフィードバック値との電流偏差ベクトル Δi_U ~ Δi_W を求める電流偏差ベクトル検出手段と、三相電圧源 $5U$ ~ $5W$ の電圧ベクトルを求める電圧検出手段812と、電力変換装置1に対するPWMパターンを選択するPWMパターン選択手段811とを備え、電流偏差ベクトル Δi_U ~ Δi_W が許容偏差領域を逸脱した際に、電流偏差ベクトルおよび電圧ベクトルの値により限定されたスイッチングモードから、電力変換装置1に対するモードを選択してPWMパターンを出力する。



【特許請求の範囲】

【請求項 1】 1 サイクル内に複数回スイッチングを行うスイッチング素子により構成され、リアクトルを介して三相電圧源に接続された電力変換装置の制御回路において、

前記電力変換装置の出力端子に挿入された電流センサを含み、前記電力変換装置の出力電流の瞬時値を制御するための電流ループと、

前記電流ループに対して電流指令値を与える電流指令発生手段と、

前記電流指令値と前記電流センサからの電流フィードバック値との電流偏差ベクトルを求める電流偏差ベクトル検出手段と、

前記三相電圧源の電圧ベクトルを求める電圧検出手段と、

前記電流偏差ベクトルおよび前記電圧ベクトルに応じて、前記電力変換装置に対する PWM パターンを選択する PWM パターン選択手段とを備え、

前記 PWM パターン選択手段は、

前記電流偏差ベクトルに対して許容偏差領域を設定するとともに、

前記電流偏差ベクトルが前記許容偏差領域を逸脱した際に、前記電流偏差ベクトルおよび前記電圧ベクトルの値により限定されたスイッチングモードの中から、前記電力変換装置に対するスイッチングモードを選択して前記 PWM パターンを出力することを特徴とする電力変換装置の制御回路。

【請求項 2】 前記 PWM パターン選択手段は、前記電流偏差ベクトルが許容偏差領域内を推移する推移時間を求め、前記推移時間に応じて、前記スイッチングモードを選択することを特徴とする請求項 1 に記載の電力変換装置の制御回路。

【請求項 3】 前記 PWM パターン選択手段は、前記推移時間に応じて、前記電圧ベクトルの値によって決まる特定スイッチングモードに重み付けを行い、前記特定スイッチングモードを前記電力変換装置に対して優先的に出力することを特徴とする請求項 2 に記載の電力変換装置の制御回路。

【請求項 4】 前記電圧検出手段は、前記電流指令値の時間変化量が所定量よりも大きい場合には、前記電流指令値の時間微分値と前記リアクトルのインダクタンス値とを乗じた値により、前記電圧ベクトルを補正することを特徴とする請求項 1 から請求項 3 までのいずれかに記載の電力変換装置の制御回路。

【請求項 5】 1 サイクル内に複数回スイッチングを行うスイッチング素子により構成され、リアクトルおよびコンデンサにより構成されたフィルター回路を介して三相負荷に一定の三相交流電圧を供給する電力変換装置の制御回路において、

前記電力変換装置の出力端子に挿入された電流センサを

含み、前記電力変換装置の出力電流の瞬時値を制御するための電流ループと、

前記電力変換装置の出力電圧の瞬時値を制御するための電圧ループと、

前記電圧ループに対して電圧指令値を与える電圧指令発生手段と、

前記電圧指令値と電圧フィードバック値との電圧偏差を求める電圧偏差検出手段と、

10 前記電圧偏差に応じて前記電流ループに対する電流指令値を出力する電圧制御手段と、

前記電流指令値と前記電流センサからの電流フィードバック値との電流偏差ベクトルを求める電流偏差ベクトル検出手段と、

前記電流偏差ベクトルおよび前記電圧指令値に応じて、前記電力変換装置に対する PWM パターンを選択する PWM パターン選択手段とを備え、

前記 PWM パターン選択手段は、

前記電流偏差ベクトルに対して許容偏差領域を設定するとともに、

20 前記電流偏差ベクトルが前記許容偏差領域を逸脱した際に、前記電流偏差ベクトルおよび前記電圧指令値により限定されたスイッチングモードの中から、前記電力変換装置に対するスイッチングモードを選択して前記 PWM パターンを出力し、

前記電圧制御手段は、前記電圧偏差ベクトルが減少するように前記電流指令値を出力することを特徴とする電力変換装置の制御回路。

【請求項 6】 前記電圧指令発生手段は、前記電流指令値の時間変化量が大きい場合には、前記電流指令値の時間微分値と前記リアクトルのインダクタンス値とを乗じた値により、前記電圧指令値を補正することを特徴とする請求項 5 に記載の電力変換装置の制御回路。

【発明の詳細な説明】

【0001】

【発明の属する技術分野】この発明は、1 サイクル内に複数回のスイッチングを行うスイッチング素子により構成されて、出力電流の瞬時値を制御する（瞬時電流波形制御タイプの）電力変換装置の制御回路に関し、特に、モータ駆動用インバータ、高力率コンバータ、アクティブフィルタおよび LC フィルタを有する正弦波電圧出力型インバータなどの電力変換装置の制御回路に関するものである。

【0002】

【従来の技術】図 12 は従来の電力変換装置の制御回路を示すブロック図であり、たとえば「電気学会論文誌、V o l . 1 2 B、No. 2（昭 61）」内の「高調波抑制と高速電流応答を可能にした電流制御形 PWM インバータ（第 9 頁～第 16 頁）」に記載されたインバータの制御回路を、この発明に関連した回路形式に書き改めて示したものである。

【0003】図12に示す制御回路は、瞬時電流制御を行う電流制御ループとして構成されている。図12において、1は電力変換装置すなわち三相インバータの主回路であり、たとえば図13に示すように、3対のスイッチング素子 $T_{r1} \sim T_{r6}$ のフルブリッジ構成からなる。

【0004】10U、10V、10Wは、三相インバータ1の各出力端子に挿入された電流センサであり、三相インバータ1から出力されるインバータ電流 I_{AU} 、 I_{AV} 、 I_{AW} を検出する。

【0005】電流センサ10U \sim 10Wは、フィードバック制御回路（後述する）とともに、三相インバータ1の出力電流 $I_{AU} \sim I_{AW}$ の瞬時値を制御するための電流ループを構成する。

【0006】2は三相インバータ1の出力側に接続された負荷（たとえば、三相モータ）であり、U相、V相、W相の交流電圧 V_{BU} 、 V_{BV} 、 V_{BW} が印加される内部インダクタンス21U、21V、21Wと、各内部インダクタンス21U \sim 21Wに接続された内部誘起電圧源22U、22V、22Wとを備えている。

【0007】内部誘起電圧源22U \sim 22Wは、内部インダクタンス21U \sim 21Wに対し、三相の誘起電圧として逆起電力 V_{BOU} 、 V_{BOV} 、 V_{BOW} を生成する。4は三相インバータ1に接続された直流電源であり、直流電源電圧 V_D を三相インバータ1に供給する。

【0008】801は三相正弦波電流指令発生回路であり、三相インバータ1の出力側に形成される電流ループに対する（三相インバータ1が流すべき）三相正弦波の電流指令値 I_{AU}^* 、 I_{AV}^* 、 I_{AW}^* を生成する。

【0009】802は内部誘起電圧源22U \sim 22Wに関連した電圧偏差ベクトルを求める電流偏差ベクトル検出回路、803は負荷2内に発生する逆起電力 $V_{BOU} \sim V_{BOW}$ を推定する逆起電力推定回路である。

【0010】804はPWMパターンテーブル回路であり、電流偏差ベクトル検出回路802および逆起電力推定回路803の出力信号に応じて三相インバータ1に対するPWMパルスのパターンを決定する。

【0011】851U、851V、851Wは三相正弦波電流指令発生回路801の出力側に挿入された加減算器である。三相正弦波電流指令発生回路801および加減算器851U \sim 851Wは、電流指令発生手段を構成しており、電流指令値 $I_{AU}^* \sim I_{AW}^*$ とインバータ電流（電流フィードバック値） $I_{AU} \sim I_{AW}$ との電流偏差（電流偏差ベクトル） Δi_U 、 Δi_V 、 Δi_W を求める。

【0012】次に、図14 \sim 図17を参照しながら、図12および図13に示した従来の電力変換装置の制御回路による動作について説明する。図14および図15は従来の電力変換装置の制御回路による動作を説明するためのベクトル図である。

【0013】図14においては、三相インバータ1内のスイッチング素子 $T_{r1} \sim T_{r6}$ の状態に応じて出力される8種類の電圧ベクトル $V_0 \sim V_7$ と、各電圧ベクトル $V_0 \sim V_7$ によって区切られた6つの領域[P1] \sim [P6]とが示されている。

【0014】図15においては、電流偏差ベクトル ΔI （ ΔI_a 、 ΔI_b ）が許容範囲内であることを示す領域[Q7]と、許容範囲外であることを示す外周領域[Q1] \sim [Q6]が示されている。

10 【0015】図16は8種類の電圧ベクトル $V_0 \sim V_7$ に対応したスイッチングモード $k_0 \sim k_7$ を示す説明図であり、各スイッチングモードにおける三相インバータ1内のスイッチング素子 $T_{r1} \sim T_{r6}$ のスイッチング（ON/OFF）状態を示している。

【0016】図17はスイッチングモード $k_0 \sim k_7$ を選択するためのマトリクス条件を示す説明図であり、マトリクスの横方向は電流偏差ベクトル ΔI 、縦方向は逆起電力ベクトル V_B にそれぞれ対応している。

20 【0017】まず、図12において、電流指令発生手段を構成する加減算器851U \sim 851Wは、三相正弦波電流指令発生回路801から生成された電流指令値 $I_{AU}^* \sim I_{AW}^*$ と、電流センサ10U \sim 10Wで検出されたインバータ電流 $I_{AU} \sim I_{AW}$ との電流偏差 $\Delta i_U \sim \Delta i_W$ を求める。

30 【0018】続いて、逆起電力ベクトル推定回路803は、電流偏差 $\Delta i_U \sim \Delta i_W$ から、負荷2の入力端に発生する逆起電力 $V_{BU} \sim V_{BW}$ を推定し、逆起電力ベクトル V_B を求めるとともに、逆起電力ベクトル V_B が領域[P1] \sim [P6]（図14参照）のうちのどの領域にあるかを検出する。

【0019】また、電流偏差ベクトル検出回路802は、電流偏差 $\Delta i_U \sim \Delta i_W$ から電流偏差ベクトル ΔI を求め、電流偏差ベクトル ΔI が領域[Q1] \sim [Q7]（図15参照）のどの領域にあるかを検出する。

【0020】図15に内の領域[Q7]は、電流偏差ベクトル ΔI に対して電流制御の精度に応じて定まる所定の許容範囲を設定した場合に、電流偏差ベクトル ΔI が許容範囲内であることを示している。また、領域[Q7]の外周の領域[Q1] \sim [Q6]は、電流偏差ベクトル ΔI （ ΔI_a 、 ΔI_b ）が許容範囲外であることを示している。

40 【0021】PWMパターンテーブル回路804は、逆起電力ベクトル V_B の領域[P1] \sim [P6]と、電流偏差ベクトル ΔI の領域[Q1] \sim [Q7]とから、図17にしたがう2次元マップにより、スイッチングモード $k_0 \sim k_7$ を選択する。

50 【0022】また、PWMパターンテーブル回路804は、スイッチングモード $k_0 \sim k_7$ から、三相インバータ1内のスイッチング素子 $T_{r1} \sim T_{r6}$ のスイッチング状態（図16参照）を決定する。

【0023】図17において、たとえば逆起電力ベクトルVBが領域[P1]にある場合、電流偏差ベクトルΔIが領域[Q1]または[Q5]にあれば、スイッチングモードk1が選択され、領域[Q2]または[Q3]にあれば、スイッチングモードk3が選択される。

【0024】また、逆起電力ベクトルVBが領域[P1]にある場合に、電流偏差ベクトルΔIが領域[Q4]または[Q6]にあれば、スイッチングモードk0またはk7が選択され、領域[Q7]にあれば、そのときのスイッチングモードがそのまま保持される。

【0025】三相インバータ1内の各スイッチング素子Tr1～Tr6は、PWMパターンテーブル回路804からのスイッチング指令に基づいてオン/オフ制御される。この結果、インバータ電流IAU～IAWは、電流指令値IAU*～IAW*と一致するように制御される。

【0026】次に、上記制御により電流偏差ベクトルΔIがどのように推移するかについて説明する。たとえば、図14において、逆起電力ベクトルVBが領域[P1]内にあり、また、図15において、電流偏差ベクトルΔIがΔIaで示されて、領域[Q1]内にある場合を考える。

【0027】この状態においては、図17のマップにしたがってスイッチングモードk1が選択され、電流偏差ベクトルΔIは、逆起電力ベクトルVBと電圧ベクトルV1との差ベクトルVL1（図14参照）の方向へ移動する。

【0028】このとき、図15内の矢印に示すように、許容範囲外の領域[Q1]にあった電流偏差ベクトルΔIaから、許容範囲内の領域[Q7]に入る。

【0029】しかし、電流偏差ベクトルΔIが図15内のΔIbである場合には、上記と同様にスイッチングモードk1が選択されても領域[Q7]に入らず、一旦、領域[Q3]に移動した後、領域[P1]と領域[Q3]との条件からスイッチングモードk3が選択されることによって、電流偏差ベクトルΔIがVL3（図14参照）の方向に移動し、許容範囲内の領域[Q7]に入る。

【0030】この場合、電流偏差ベクトルΔIがΔIbにある時点で、直ちにスイッチングモードk3が選択されていれば、電流偏差ベクトルΔIbから図15内の点線に沿って移動するので、1回のスイッチングモード変更によって電流偏差ベクトルΔIを許容範囲内の領域[Q7]に入れることができるが、このことは上記従来制御回路では全く考慮されていない。

【0031】

【発明が解決しようとする課題】従来の電力変換装置の制御回路は以上のように、電流偏差ベクトルΔIが許容範囲内に入るための最適なスイッチングモードが1回で選択できない場合があるので、余分なスイッチングが生

じてしまい、その結果、スイッチング素子Tr1～Tr6の損失が増加し、三相インバータ1（電力変換装置）の効率が低下するという問題点があった。

【0032】この発明は上記のような問題点を解決するためになされたもので、スイッチング回数が少なくなる最適なスイッチングモードを選択することのできる電力変換装置の制御回路を得ることを目的とする。

【0033】

【課題を解決するための手段】この発明に係る電力変換装置の制御回路は、1サイクル内に複数回スイッチングを行うスイッチング素子により構成され、リアクトルを介して三相電圧源に接続された電力変換装置の制御回路において、電力変換装置の出力端子に挿入された電流センサを含み、電力変換装置の出力電流の瞬時値を制御するための電流ループと、電流ループに対して電流指令値を与える電流指令発生手段と、電流指令値と電流センサからの電流フィードバック値との電流偏差ベクトルを求める電流偏差ベクトル検出手段と、三相電圧源の電圧ベクトルを求める電圧検出手段と、電流偏差ベクトルおよび電圧ベクトルに応じて、電力変換装置に対するPWMパターンを選択するPWMパターン選択手段とを備え、PWMパターン選択手段は、電流偏差ベクトルに対して許容偏差領域を設定するとともに、電流偏差ベクトルが許容偏差領域を逸脱した際に、電流偏差ベクトルおよび電圧ベクトルの値により限定されたスイッチングモードの中から、電力変換装置に対するスイッチングモードを選択してPWMパターンを出力するものである。

【0034】また、この発明に係る電力変換装置の制御回路によるPWMパターン選択手段は、電流偏差ベクトルが許容偏差領域内を推移する推移時間を求め、推移時間に応じて、スイッチングモードを選択するものである。

【0035】また、この発明に係る電力変換装置の制御回路によるPWMパターン選択手段は、推移時間に応じて、電圧ベクトルの値によって決まる特定スイッチングモードに重み付けを行い、特定スイッチングモードを電力変換装置に対して優先的に出力するものである。

【0036】また、この発明に係る電力変換装置の制御回路による電圧検出手段は、電流指令値の時間変化量が所定量よりも大きい場合には、電流指令値の時間微分値とリアクトルのインダクタンス値とを乗じた値により、電圧ベクトルを補正するものである。

【0037】また、この発明に係る電力変換装置の制御回路は、1サイクル内に複数回スイッチングを行うスイッチング素子により構成され、リアクトルおよびコンデンサにより構成されたフィルター回路を介して三相負荷に一定の三相交流電圧を供給する電力変換装置の制御回路において、電力変換装置の出力端子に挿入された電流センサを含み、電力変換装置の出力電流の瞬時値を制御するための電流ループと、電力変換装置の出力電圧の瞬

時値を制御するための電圧ループと、電圧ループに対して電圧指令値を与える電圧指令発生手段と、電圧指令値と電圧フィードバック値との電圧偏差を求める電圧偏差検出手段と、電圧偏差に応じて電流ループに対する電流指令値を出力する電圧制御手段と、電流指令値と電流センサからの電流フィードバック値との電流偏差ベクトルを求める電流偏差ベクトル検出手段と、電流偏差ベクトルおよび電圧指令値に応じて、電力変換装置に対するPWMパターンを選択するPWMパターン選択手段とを備え、PWMパターン選択手段は、電流偏差ベクトルに対して許容偏差領域を設定するとともに、電流偏差ベクトルが許容偏差領域を逸脱した際に、電流偏差ベクトルおよび電圧指令値により限定されたスイッチングモードの中から、電力変換装置に対するスイッチングモードを選択してPWMパターンを出力し、電圧制御手段は、電圧偏差ベクトルが減少するように電流指令値を出力するものである。

【0038】また、この発明に係る電力変換装置の制御回路による電圧指令発生手段は、電流指令値の時間変化量が大きい場合には、電流指令値の時間微分値とリアクトルのインダクタンス値とを乗じた値により、電圧指令値を補正するものである。

【0039】

【発明の実施の形態】実施の形態1. 以下、図面を参照しながら、この発明の実施の形態1について詳細に説明する。図1はこの発明の実施の形態1を示すブロック図である。図1において、前述(図12参照)と同様のものについては、同一符号を付して詳述を省略する。

【0040】3U、3V、3Wは三相インバータ1の出力側に挿入されたリアクトルであり、電流センサ10U～10Wを介して三相インバータ1の出力端子に接続されている。

【0041】5U、5V、5Wは三相電圧源すなわち商用電源であり、前述の内部誘起電圧源22U～22Wに対応しており、リアクトル3U～3Wを介して三相インバータ1の出力端子に接続されている。

【0042】三相インバータ1は、系統連系インバータ(高効率コンバータなど)として動作し、たとえば、リアクトル3U～3Wに流れる電流を、商用電源5U～5Wに対して力率「1」の正弦波状の電流に制御する。

【0043】811は前述のPWMパターンテーブル回路804に対応したPWMパターンセレクト回路であり、スイッチングモード選択手段として機能する。

【0044】812は商用電源5U～5Wの電圧VRU、VRV、VRWを電圧ベクトルVRとして検出する電圧検出回路である。電圧検出回路812、従来回路(図12内の回路802、803)のように、電流偏差 $\Delta i_U \sim \Delta i_W$ などから実際の電圧値を推定してもよい。

【0045】PWMパターンセレクト回路811は、加

減算器851U～851Wにより算出された電流偏差 $\Delta i_U \sim \Delta i_W$ と、電圧検出回路812により検出された商用電源5U～5Wの各電圧VRU～VRWとから、スイッチングモードを選択する。

【0046】また、PWMパターンセレクト回路811は、選択されたスイッチングモードに相当するオンオフ信号(PWMパターン)を、三相インバータ1内の各スイッチング素子Tr1～Tr6(図13参照)に出力する。

【0047】さらに、PWMパターンセレクト回路811は、後述するように、電流偏差ベクトル ΔI ($\Delta i_U \sim \Delta i_W$)に対して許容偏差領域を設定するとともに、電流偏差ベクトル ΔI が許容偏差領域を逸脱した際に、電流偏差ベクトル ΔI および商用電源の電圧ベクトルVR(VRU～VRW)の値により限定されたスイッチングモードの中から、三相インバータ1に対するスイッチングモードを選択してPWMパターンを出力する。

【0048】前述のように、三相インバータ1内のスイッチング素子Tr1～Tr6において、3対の上下アームの一方をオン、他方をオフとする条件で取り得る電圧ベクトルは8通りあり、各電圧ベクトルは、図14に示すように、UVW座標で示すことができる。

【0049】また、図14内の出力電圧ベクトルV0～V7に対して、スイッチングモードk0～k7を定義すると、各スイッチング素子Tr1～Tr6のON/OFF状態は、図16のように示される。

【0050】図16において、U、V、W、X、Y、Zは、それぞれ、図13内のスイッチング素子Tr1、Tr3、Tr5、Tr2、Tr4、Tr6に対応している。また、スイッチングモードk1～k6は、一定の大きさを有する有電圧ベクトルに対応する。

【0051】一方、スイッチングモードk0は、上アームの3相分U、V、Wがすべてオフ、且つ下アームの3相分X、Y、Zがすべてオンのスイッチング状態であり、スイッチングモードk7は、上アームの3相分U、V、Wがすべてオン、且つ下アームの3相分X、Y、Zがすべてオフのスイッチング状態である。したがって、スイッチングモードk0およびk7は、ともに大きさが「0」の零電圧ベクトルに対応する。

【0052】PWMパターンセレクト回路811は、電流偏差 $\Delta i_U \sim \Delta i_W$ および商用電源電圧VRU～VRWを入力情報とし、電流偏差 $\Delta i_U \sim \Delta i_W$ を許容値以内に制御するスイッチングモードを選択して出力するために、たとえば、図2に示すようなデジタル制御回路により構成されている。

【0053】図2はPWMパターンセレクト回路811の構成例を示すブロック図である。図2において、811aはゲートアレイ、811bはゲートアレイ811aの動作タイミングとなる基準信号を発生する水晶発振器である。

【0054】811c~811hはゲートアレイ811aの入力側に並列に挿入されたAD変換器であり、アナログ信号からなる電流偏差 $\Delta i U \sim \Delta i W$ および商用電源電圧 $VRU \sim VRU$ を、それぞれデジタル信号に変換してゲートアレイ811aに入力する。

【0055】ゲートアレイ811aは、AD変換器811c~811hを介して、 $1\mu\text{秒} \sim 100\mu\text{秒}$ 程度の間隔で、電流偏差 $\Delta i U \sim \Delta i W$ および商用電源電圧 $VRU \sim VRW$ を取り込み、電流偏差 $\Delta i U \sim \Delta i W$ を許容値以内に制御するスイッチングモードを求める。

【0056】次に、前述の図13~図16とともに、図3のフローチャートおよび図4の説明図を参照しながら、この発明の実施の形態1によるゲートアレイ811aの処理動作について説明する。

【0057】図4は商用電源電圧ベクトル VR の領域[P1]~[P6]に応じて選択される三相インバータ1の出力電圧ベクトルを示しており、この場合、8つの電圧ベクトル $V0 \sim V7$ のうちから選択される4つの電圧ベクトルの各組み合わせを示している。

【0058】各電圧ベクトル $V0 \sim V7$ は、各スイッチングモード $k0 \sim k7$ により選択される値であり、それぞれ、スイッチングモード $k0 \sim k7$ に対応している。

【0059】図3において、まず、電流偏差 $\Delta i U \sim \Delta i W$ から電流偏差ベクトル ΔI を求め(ステップS10)、電流偏差ベクトル ΔI が領域[Q7](図15参照)にあるか否かを判定する(ステップS20)。

【0060】ステップS20において、電流偏差ベクトル ΔI が領域[Q7]にある(すなわち、YES)と判定されれば、現在出力中のスイッチングモードを変化させないように、同一のスイッチングモードを選択して(ステップS30)、ステップS70に進む。

【0061】一方、ステップS20において、電流偏差ベクトル ΔI が領域[Q7]にない(すなわち、NO)と判定されれば、商用電源電圧 $VRU \sim VRW$ から求められる商用電源電圧ベクトル VR が領域[P1]~[P6](図14参照)のうちのどの領域に位置しているかを検出する(ステップS40)。

【0062】続いて、商用電源電圧ベクトル VR が位置する領域に基づき、図4にしたがって選択される4つの電圧ベクトルを三相インバータ1が出力した場合について、電流偏差ベクトル ΔI がどの方向へ移動するかを求める(ステップS50)。

$$IA(T1 + \Delta T) - IA(T1) = (\Delta T / L) \times VL \\ = (\Delta T / L) \times (VA - VR) \quad \dots (2)$$

【0073】また、時刻 $T1 + \Delta T$ における電流 IA ※(3)で表される。

($T1 + \Delta T$)とインバータ電流指令値 $IA^*(T1 + \Delta T)$ との電流偏差 $\Delta i(T1 + \Delta T)$ は、以下の ※

$$\Delta i(T1 + \Delta T) = IA^*(T1 + \Delta T) - IA(T1 + \Delta T) \quad \dots (3)$$

【0075】さらに、ここで、時刻 $T1$ から時刻 $T1 + \Delta T$ までの期間にわたって、インバータ電流指令値 IA

*【0063】ここで、電流偏差ベクトル ΔI の移動方向は、後述するように、商用電源電圧 $VRU \sim VRU$ と三相インバータ1の出力電圧 VI との差ベクトルの方向である。

【0064】次に、図4により選択された三相インバータ1の出力電圧ベクトルのうち、電流偏差ベクトル ΔI の移動方向が領域[Q7]に向いている電圧ベクトルを出力するスイッチングモードを選択し(ステップS60)、ステップS70に進む。

10 【0065】最後に、ステップS70において、選択されたスイッチングモードに対応したPWMパターン(すなわち、各スイッチング素子 $Tr1 \sim Tr6$ のオン/オフ指令)を作成して出力する。

【0066】ここで、領域[Q7]の大きさは、電流偏差ベクトル ΔI の許容範囲に対応しており、電流指令値 $IAU^* \sim IAW^*$ とインバータ電流 $IAU \sim IAW$ との偏差 $\Delta i U \sim \Delta i W$ は、領域[Q7]の六角形一辺の大きさに対して比例関係にある。

【0067】また、ここでは、領域[Q7]は、各相の電流偏差 $\Delta i U \sim \Delta i W$ を対象とするように、六角形に設定されているが、許容偏差さえ満足できれば、円、四角形などいずれの形状でもよい。

【0068】次に、電流偏差ベクトル ΔI の移動方向が、商用電源電圧 $VRU \sim VRU$ とインバータ出力電圧との差ベクトルの方向となることについて説明する。一般に、インバータ出力電圧(ベクトル) VA と、商用電源電圧(ベクトル) VR と、リアクトル $3U \sim 3W$ に印加される電圧ベクトル VL との関係は、以下の(1)式のように表される。

$$VL = L \times di/dt = VA - VR \quad \dots (1)$$

【0070】ただし、(1)式において、 L はリアクトル $3U \sim 3W$ のインダクタンス値である。

【0071】ここで、電圧ベクトル VL がリアクトル $3U \sim 3W$ に印加され、時刻 $T1$ における電流を $IA(T1)$ 、時刻 $T1$ から所定時間 ΔT が経過した後の電流を $IA(T1 + \Delta T)$ とし、時刻 $T1$ から時刻 $T1 + \Delta T$ までの期間にわたって商用電源電圧(ベクトル) VR が一定と考えた場合、所定時間 ΔT での電流変化量は、以下の(2)式のように表される。

【0072】

*が一定と考えると、上記(2)式および(3)式より、以下の(4)式が成立つ。

$$\Delta i (T1 + \Delta T) - \Delta i (T1) = (\Delta T / L) \times (VR - VA) \dots$$

(4)

【0077】(4)式から、商用電源電圧(ベクトル)VRおよびインバータ電流指令値IA*が所定時間ΔTの期間にわたって一定と見なせば、商用電源電圧(ベクトル)VRとインバータ出力電圧(ベクトル)VAとの差により、電流偏差Δiの所定時間ΔT当たりの変化が決まることが分かる。

【0078】以上の各式においては、電流偏差Δiをスカラー量で示しているが、これらをUVW座標上のベクトルに拡張して考えると、電流偏差ベクトルΔIは、商用電源電圧ベクトルVRとインバータ出力電圧ベクトルVAとの差ベクトルの方向に移動することになる。

【0079】ここで、図5および図6のベクトル図を参照して説明する。図5に示すように、商用電源電圧ベクトルVRが領域[P1]にある場合、図3内のステップS40において、図4に示す表から、三相インバータ1の出力電圧ベクトルV0、V1、V3、V7が選択される。

【0080】この場合、商用電源電圧ベクトルVRと選択された電圧ベクトルV0、V1、V3、V7との差ベクトルは、図5内のVL0、VL1、VL3となる。ここで、VL0は、零ベクトルV0およびV7に対応した差ベクトルである。

【0081】上述した通り、電流偏差ベクトルΔIは差ベクトルの方向へ移動するので、たとえば図6に示すように、電流偏差ベクトルΔIが領域[Q6]内の位置Aにある場合、差ベクトルがVL0またはVL3であれば、電流偏差ベクトルΔIは、領域[Q7]の方向へ動く。

【0082】したがって、この場合、電圧ベクトルVL0(VL7)またはVL3に対応したスイッチングモードk0、k3、k7のいずれかを選択すればよいことが分かる。

【0083】このようにして、電流偏差ベクトルΔIが許容範囲(領域[Q7])内に入るための適切なスイッチングモードを速やかに選択することができるので、不要なスイッチングを無くすことができる。

【0084】実施の形態2。なお、上記実施の形態1では、電流偏差ベクトルΔIが領域[Q7]の方向へ動くスイッチングモードを求めているのみであったが、電流偏差ベクトルΔIが領域[Q7]の方向へ動くスイッチングモードが複数存在する場合に、スイッチングモードの変更間隔が長くなるようなスイッチングモードを選択してもよい。

*【0076】

※【0085】図7はこの発明の実施の形態2によるゲートアレイでの処理動作を示すフローチャートであり、変更間隔が長くなるようにスイッチングモードを選択する場合の処理を示している。

【0086】図7において、前述の実施の形態1による処理動作(図3参照)と異なる点は、ステップS60の処理内容を一部変更して、ステップS61としたことのみであり、他の処理ステップS10~S50およびS70は前述と同様である。

【0087】まず、前述と同様に、商用電源電流偏差ベクトルVRが領域[Q7]にない場合に、ステップS50において電流偏差ベクトルΔIを求める。続いて、領域[Q7]の方向へ動くスイッチングモードのうち、スイッチングモードの変更間隔(電流偏差ベクトルΔIが領域[Q7]を通過(推移)するのに要する時間)が最も長いスイッチングモードを選択する(ステップS61)。

【0088】なぜなら、領域[Q7]に対する電流偏差ベクトルΔIの通過時間が最も長い差ベクトルに対応したスイッチングモードを選択すれば、電流偏差ベクトルΔIが領域[Q7]内にとどまっている時間が最も長くなるので、次に、領域[Q7]の範囲外となって新たにスイッチングモードを変更するまでの間隔が最も長くとれることになるからである。

【0089】ここで、図6を参照しながら、電流偏差ベクトルΔIが領域[Q7]の方向へ動くスイッチングモードが複数存在する場合に、どのスイッチングモードを選択すれば、スイッチングモードの変更間隔が長くなるかについて考える。

【0090】前述のように、電流偏差ベクトルΔIが図6内の位置Aにある場合、差ベクトルがVL0またはVL3であれば、電流偏差ベクトルΔIは領域[Q7]の方向へ動くが、これらの差ベクトルVL0、VL3について、領域[Q7]の通過時間に着目して比較する。

【0091】上述の(4)式から明らかなように、電流偏差Δiの単位時間当たりの変化は、商用電源電圧(ベクトル)VRとインバータ出力電圧(ベクトル)VAとの差に比例するので、電流偏差ベクトルΔIの移動速度は、差ベクトルVL0、VL3の大きさに比例する。

【0092】そこで、差ベクトルVL0、VL3に関して、領域[Q7]の通過時間TVL0、TVL3を以下の(5)式、(6)式のように求める。

※【0093】

$$TVL0 = 1 / L \times (\text{線分アイの長さ}) / |VL0| \dots (5)$$

$$TVL3 = 1 / L \times (\text{線分アウの長さ}) / |VL3| \dots (6)$$

【0094】(5)式、(6)式から明らかなように、

図6の場合、差ベクトルVL3の通過時間TVL3よ

りも差ベクトル V_{L0} の通過時間 T_{VL0} の方が長くなるので、差ベクトル V_{L0} に対応したスイッチングモード k_0 または k_7 を選択すればよいことが分かる。

【0095】したがって、図7内のステップS61においては、電流偏差ベクトル ΔI が領域[Q7]の方向へ移動し、且つ電流偏差ベクトル ΔI が領域[Q7]を通過するのに要する時間が最も長いスイッチングモードが選択される。

【0096】このように、電流偏差ベクトル ΔI が許容範囲（領域[Q7]）内に入るための最適なスイッチングモードを選択することにより、不要なスイッチングを無くすことに加えて、スイッチングモードを変更する間隔が長くなるので、さらにスイッチング回数を減少させることができる。

【0097】実施の形態3。なお、上記実施の形態2では、商用電源電圧ベクトル V_R の領域に基づいて三相インバータ1の出力電圧ベクトル V_A を限定したが、電流偏差ベクトル ΔI が大きいときには、三相インバータ1の出力電圧ベクトル V_A を限定された電圧ベクトルの中から選択できない場合もあり得る。

【0098】そこで、三相インバータ1の出力電圧ベクトル V_A を商用電源電圧ベクトル V_R の領域に基づいてのみ限定するのではなく、商用電源電圧ベクトル V_R の領域に基づいて優先的に選択するとともに、選択されない電圧ベクトルをも選択可能に構成してもよい。

【0099】これにより、電流偏差ベクトル ΔI が極めて大きい場合であっても最適な電圧ベクトルを出力することができる。以下、図面を参照しながら、インバータ出力電圧ベクトル V_A を商用電源電圧ベクトル V_R の領域に基づいて優先的に選択したこの発明の実施の形態3について説明する。

【0100】まず、図8を参照しながら、前述（図7参照）のステップS61を用いてもスイッチングモードを選択できない場合について説明する。図8は電流偏差ベクトル ΔI が領域[Q7]から大きく離れた位置 A' にある状態を示すベクトル図である。

【0101】たとえば、商用電源電圧ベクトル V_R が図5に示す領域[P1]内にあり、且つ電流偏差ベクトル ΔI が図8内の位置 A' にある場合、図4により限定された電圧ベクトル V_0 、 V_1 、 V_3 、 V_7 のいずれを出力しても、電流偏差ベクトル ΔI が領域[Q7]の方向に移動しないので、図7内のステップS61においてスイッチングモードを選択することはできない。

【0102】図8から明らかなように、電流偏差ベクトル ΔI が位置 A' にある場合には、位置 U' 方向の電圧ベクトル V_4 または位置 I' 方向の電圧ベクトル V_5 を選択する必要がある。

【0103】そこで、商用電源電圧ベクトル V_R の領域[P1]から電圧ベクトルを限定するのではなく、以下の処理により、優先的に図4の電圧ベクトルを出力する

ようにする。

【0104】図9はこの発明の実施の形態3によるゲートアレイでの処理動作を示すフローチャートである。図9において、前述（図7参照）と異なる点は、ステップS50、S61の処理内容を一部変更して、ステップS52、S62としたことのみであり、他の処理ステップS10～S40およびS70は前述と同様である。

【0105】この場合、ステップS40において、商用電源電圧ベクトル V_R の領域を検出した後、電圧ベクトル $V_0 \sim V_7$ のすべてを三相インバータ1が出力した場合について、電流偏差ベクトル ΔI がどの方向へ移動するかを求める（ステップS52）。

【0106】続いて、ステップS62において、領域[Q7]の方向へ移動する電圧ベクトルについて、前述（ステップS61）と同様に領域[Q7]に対する通過時間を求めるが、このとき、重み付け処理を行う。すなわち、商用電源電圧ベクトル V_R の領域に基づき、図4で選択された電圧ベクトルを出力した場合の通過時間を、たとえば10倍にして重み付けをする。

【0107】また、選択されていない電圧ベクトルの場合には、そのまま1倍の重み付けをする。以下、重み付け処理を施した後の通過時間が最も長くなる電圧ベクトルを選択して出力する。

【0108】これにより、図4で選択された電圧ベクトルが10倍の重み付けにより優先的に出力されるが、選択された電圧ベクトルのみでは電流偏差ベクトル ΔI が領域[Q7]に入らない場合には、選択された以外の1倍の重み付けされた電圧ベクトルが出力される。

【0109】たとえば、図8のように電流偏差ベクトル ΔI が領域[Q7]から大きく逸脱している場合には、領域[Q7]の方向へ移動する電圧ベクトル V_{L4} 、 V_{L5} が選択され、さらに、通過時間が最も長くなる電圧ベクトル V_{L5} が選択されることになる。

【0110】この結果、不要なスイッチングを無くすことができるとともに、電流偏差 ΔI が大きい場合であっても、電流偏差ベクトル ΔI が許容範囲（領域[Q7]）内に入るための適切なスイッチングモードを選択することができる。

【0111】実施の形態4。なお、上記実施の形態1～3では、三相正弦波電流指令発生回路801（図1参照）を用いたが、三相正弦波電圧指令発生回路を用いて、PWMパターンセレクト回路811との間に電圧制御回路を介在させてもよい。

【0112】以下、三相正弦波電圧指令発生回路を用いたこの発明の実施の形態4について説明する。図10はこの発明の実施の形態4の回路構成を示すブロック図である。図10において、前述（図1参照）と同様のものについては、同一符号を付して詳述を省略する。

【0113】20は三相インバータ1の出力側に接続された三相フィルタコンデンサであり、三相インバータ

1から出力される矩形波電圧から高調波成分を除去する。30は三相フィルタコンデンサ20の出力側に接続された任意の負荷であり、三相インバータ1から出力される三相交流電力を消費する。

【0114】831は三相正弦波電圧指令発生回路であり、電圧指令値 V_{IU}^* 、 V_{IV}^* 、 V_{IW}^* を生成する。821は電圧制御回路であり、三相正弦波電圧指令発生回路831とPWMパターンセクタ回路811との間に挿入され、電流指令値 I_{AU}^* ～ I_{AW}^* を生成する。

【0115】861U、861V、861Wは加減算器であり、三相正弦波電圧指令発生回路831と電圧制御回路821との間に挿入されている。電圧制御回路821は、加減算器861U～861Wと関連して、三相インバータ1の出力電圧の瞬時値を制御するための電圧ループを構成している。

【0116】また、加減算器861U～861Wは、三相正弦波電圧指令発生回路831と関連して、電圧ループに対する電圧指令値 V_{IU}^* ～ V_{IW}^* と電圧フィードバック値 V_{IU} ～ V_{IW} との電圧偏差（電圧偏差ベクトル）を求める電圧偏差検出手段を構成している。

【0117】このとき、電圧制御手段821は、電圧偏差ベクトルが減少するように電流指令値 I_{AU}^* ～ I_{AW}^* を出力する。また、電圧制御回路821は、電圧偏差ベクトルに応じて電流ループに対する電流指令値 I_{AU}^* ～ I_{AW}^* を出力する電圧制御手段として機能する。

【0118】さらに、加減算器851U～851Wは、電圧制御回路821と関連して、電流指令値 I_{AU}^* ～ I_{AW}^* と電流センサ10U～10Wからの電流フィードバック値 I_{AU} ～ I_{AW} との電流偏差ベクトル Δi_U ～ Δi_W を求める電流偏差ベクトル検出手段として機能する。

【0119】PWMパターン選択手段811は、電流偏差ベクトル Δi_U ～ Δi_W および電圧指令値 V_{IU}^* ～ V_{IW}^* に応じて、三相インバータ1に対するPWMパターンを選択する。

【0120】すなわち、PWMパターン選択手段811は、前述のように、電流偏差ベクトル ΔI に対する許容偏差領域を設定し、電流偏差ベクトル ΔI および電圧指令値 V_{IU}^* ～ V_{IW}^* に基づいてスイッチングモードを選択してPWMパターンを出力する。

【0121】次に、図10に示したこの発明の実施の形態4による制御動作について説明する。まず、電圧ループ内の加減算器861U～861Wは、三相正弦波電圧指令発生回路831から生成された電圧指令値 V_{IU}^* ～ V_{IW}^* と、三相インバータ1の出力電圧 V_{IU} ～ V_{IW} との電圧偏差ベクトルを求める。

$$\{\Delta i(T1+\Delta T) - \Delta i(T1)\} - \{I_A^*(T1+\Delta T) - I_A^*(T1)\} = (\Delta T/L) \times (V_R - V_A) \dots (7)$$

【0122】電圧制御回路821は、求められた電圧偏差ベクトルが小さくなるように、電流指令値 I_{AU}^* ～ I_{AW}^* をPWMパターンセクタ回路811に出力する。一方、PWMパターンセクタ回路811の商用電源電圧入力部に対しては、三相正弦波電圧指令発生回路831からの電圧指令値 V_{IU}^* ～ V_{IW}^* が入力される。

【0123】なお、PWMパターンセクタ回路811および三相インバータ1の基本的な動作については、前述と同様なので、ここでは省略する。

【0124】このように、三相正弦波電圧指令発生回路831を用いるとともに、電圧制御回路821および加減算器861U～861Wを用いて電圧ループを構成することにより、一定の三相正弦波電圧を負荷30に対して供給することができる。

【0125】実施の形態5. なお、上記実施の形態1～4では、三相インバータ1に対する電流指令値 I_{AU}^* ～ I_{AW}^* が一定の場合を前提として説明したが、実際には、電流指令値 I_{AU}^* ～ I_{AW}^* は、時間とともに変化しており一定ではない。

【0126】そこで、電流指令値 I_{AU}^* ～ I_{AW}^* の変化を考慮して、電流指令値 I_{AU}^* ～ I_{AW}^* の時間変化量が大い場合には、電流指令値 I_{AU}^* ～ I_{AW}^* の時間微分値とリアクトル3U～3Wのインダクタンス値 L とを乗じた値により、図1内の商用電源電圧（電圧フィードバック値） V_R ～ V_W または図10内の電圧指令値 V_{IU}^* ～ V_{IW}^* を補正してもよい。

【0127】以下、前述の図1～図10とともに、図11のベクトル図を参照しながら、電流指令値 I_{AU}^* ～ I_{AW}^* の変化を考慮したこの発明の実施の形態5による処理動作について説明する。

【0128】まず、電流指令値 I_{AU}^* ～ I_{AW}^* の時間変化量について説明する。たとえば、リアクトル3U～3Wのインダクタンス値 L が大きくなると、実際のインバータ電流 I_A の時間変化量が小さくなり、相対的に、インバータ電流指令値 I_{AU}^* ～ I_{AW}^* の時間変化量が大きくなるので、電流指令値 I_{AU}^* ～ I_{AW}^* の時間変化量を無視することができなくなる。

【0129】また、前述の実施の形態4において、負荷30（図10参照）の消費電流変化が大い場合にも、電流指令値 I_{AU}^* ～ I_{AW}^* の時間変化量は大きくなる。

【0130】たとえば、前述の実施の形態1に注目した場合、(2)式、(3)式から、電流指令値 I_A^* の時間変化を無視しないときには、以下の(7)式が成り立つ。

【0131】

【0132】上記(7)式の両辺を ΔT で除算すると、
以下の(8)式のように表すことができる。

$$\frac{\{\Delta i(T1+\Delta T) - \Delta i(T1)\}}{\Delta T} - \frac{\{IA*(T1+\Delta T) - IA*(T1)\}}{\Delta T} = (VR-VA)/L \quad \dots (8)$$

【0134】上記(8)式の左辺の所定時間 ΔT を微小時間 dt 「 $\lim \Delta T \rightarrow 0$ 」として、極限(導関数の定義)を求めると、(8)式は以下の(9)式のように表す。

$$d(\Delta i)/dt - d(IA*)/dt = (VR-VA)/L \quad \dots (9)$$

【0136】さらに、(9)式の両辺にインダクタンス値 L を乗算すると、以下の(10)式のように表される。

$$L \times d(\Delta i)/dt - L \times d(IA*)/dt = VR-VA \quad \dots (10)$$

【0138】したがって、上記(10)式を変形すれば、以下の(11)式が成立する。

$$L \times d(\Delta i)/dt = \{VR + L \times d(IA*)/dt\} - VA \quad \dots (11)$$

【0140】また、前述の(4)式を微分の形で表すと、以下の(12)式が成立する。

【0141】

$$L \times d(\Delta i)/dt = VR-VA \quad \dots (12)$$

【0142】上記(11)式、(12)式から明らかに、(12)式内の商用電源電圧ベクトル VR を、(11)式内の「 $VR + L \times d(IA*)/dt$ 」に置き換えることが、電流指令値 $IA*$ の変化量を考慮することに相当する。すなわち、商用電源電圧ベクトル VR を、「 $VR + L \times d(IA*)/dt$ 」に置き換えることにより、電流指令値 $IA*$ の変化量を考慮することができる。

◆【0143】このことは、図11内の商用電源電圧ベクトル VR を「 $L \times d(IA*)/dt$ 」だけ移動させることと等価である。したがって、図4に示す表から電圧ベクトル $V0 \sim V7$ のいずれかを選択するときには、この移動した商用電源電圧ベクトル VR を基準とする。

【0144】また、電流偏差ベクトル ΔI が図6内の位置Aにあるときには、差ベクトル $VL0'$ 、 $VL3'$ に関して、電流偏差ベクトル ΔI の領域[Q7]に対する通過時間 $TVL0'$ 、 $TVL3'$ を、前述の(5)式、(6)式と同様に、以下の(13)式、(14)式により求める。

◆【0145】

$$TVL0' = 1/L \times (\text{線分アイの長さ}) / |VL0'| \quad \dots (13)$$

$$TVL3' = 1/L \times (\text{線分アウの長さ}) / |VL3'| \quad \dots (14)$$

【0146】これら通過時間 $TVL0'$ 、 $TVL3'$ を求めた後の処理動作は、前述の実施の形態1と同様である。

【0147】このように、電流指令値 $IA*$ の時間変化量が大きいときに、電流指令値 $IA*$ の時間微分値にリアクトル $3U \sim 3W$ のインダクタンス値 L を乗じた値で、三相電圧源(商用電源)の電圧ベクトル VR を補正することにより、電流指令値 $IA*$ の時間変化の影響を軽減することができる。

【0148】すなわち、インバータ電流 IA の時間変化量に比べてインバータ電流指令値 $IA*$ の時間変化量が大きい場合であっても、電流偏差ベクトル ΔI が許容範囲(領域[Q7])内に入るための適切なスイッチングモードを選択することができ、不要なスイッチングを無くすることができる。

【0149】同様に、前述の実施の形態4(図10参照)に適用した場合も、電流指令値 $IAU* \sim IAW*$ の時間微分値にリアクトル $3U \sim 3W$ のインダクタンス値 L を乗じた値で、電圧指令値 $VIU* \sim VIW*$ を補正することにより、電流指令値 $IAU* \sim IAW*$ の時

間変化の影響を軽減することができる。

【0150】

【発明の効果】以上のように、この発明によれば、1サイクル内に複数回スイッチングを行うスイッチング素子により構成され、リアクトルを介して三相電圧源に接続された電力変換装置の制御回路において、電力変換装置の出力端子に挿入された電流センサを含み、電力変換装置の出力電流の瞬時値を制御するための電流ループと、電流ループに対して電流指令値を与える電流指令発生手段と、電流指令値と電流センサからの電流フィードバック値との電流偏差ベクトルを求める電流偏差ベクトル検出手段と、三相電圧源の電圧ベクトルを求める電圧検出手段と、電流偏差ベクトルおよび電圧ベクトルに応じて、電力変換装置に対するPWMパターンを選択するPWMパターン選択手段とを備え、PWMパターン選択手段は、電流偏差ベクトルに対して許容偏差領域を設定するとともに、電流偏差ベクトルが許容偏差領域を逸脱した際に、電流偏差ベクトルおよび電圧ベクトルの値により限定されたスイッチングモードの中から、電力変換装置に対するスイッチングモードを選択してPWMパター

ンを出力するようにしたので、スイッチング回数が少なくなる最適なスイッチングモードを選択することのできる電力変換装置の制御回路が得られる効果がある。

【0151】また、この発明によれば、PWMパターン選択手段は、電流偏差ベクトルが許容偏差領域内を推移する推移時間を求め、推移時間に応じて、スイッチングモードを選択するようにしたので、さらにスイッチング回数が少なくなる最適なスイッチングモードを選択することのできる電力変換装置の制御回路が得られる効果がある。

【0152】また、この発明によれば、PWMパターン選択手段は、推移時間に応じて、電圧ベクトルの値によって決まる特定スイッチングモードに重み付けを行い、特定スイッチングモードを電力変換装置に対して優先的に出力するようにしたので、商用電源電圧ベクトルに基づいて電圧ベクトルが選択されない場合でも、スイッチング回数が少なくなる最適なスイッチングモードを選択することのできる電力変換装置の制御回路が得られる効果がある。

【0153】また、この発明によれば、電圧検出手段は、電流指令値の時間変化量が所定量よりも大きい場合には、電流指令値の時間微分値とリアクトルのインダクタンス値とを乗じた値により、電圧ベクトルを補正するようにしたので、電流指令値が変動した場合でも、スイッチング回数が少なくなる最適なスイッチングモードを選択することのできる電力変換装置の制御回路が得られる効果がある。

【0154】また、この発明によれば、1サイクル内に複数回スイッチングを行うスイッチング素子により構成され、リアクトルおよびコンデンサにより構成されたフィルタ回路を介して三相負荷に一定の三相交流電圧を供給する電力変換装置の制御回路において、電力変換装置の出力端子に挿入された電流センサを含み、電力変換装置の出力電流の瞬時値を制御するための電流ループと、電力変換装置の出力電圧の瞬時値を制御するための電圧ループと、電圧ループに対して電圧指令値を与える電圧指令発生手段と、電圧指令値と電圧フィードバック値との電圧偏差を求める電圧偏差検出手段と、電圧偏差に応じて電流ループに対する電流指令値を出力する電圧制御手段と、電流指令値と電流センサからの電流フィードバック値との電流偏差ベクトルを求める電流偏差ベクトル検出手段と、電流偏差ベクトルおよび電圧指令値に応じて、電力変換装置に対するPWMパターンを選択するPWMパターン選択手段とを備え、PWMパターン選択手段は、電流偏差ベクトルに対して許容偏差領域を設定するとともに、電流偏差ベクトルが許容偏差領域を逸脱した際に、電流偏差ベクトルおよび電圧指令値により限定されたスイッチングモードの中から、電力変換装置に対するスイッチングモードを選択してPWMパターンを出力し、電圧制御手段は、電圧偏差ベクトルが減少す

るように電流指令値を出力するようにしたので、スイッチング回数が少なくなる最適なスイッチングモードを選択することのできる電力変換装置の制御回路が得られる効果がある。

【0155】また、この発明によれば、電圧指令発生手段は、電流指令値の時間変化量が大きい場合には、電流指令値の時間微分値とリアクトルのインダクタンス値とを乗じた値により、電圧指令値を補正するようにしたので、電流指令値が変動した場合でも、スイッチング回数が少なくなる最適なスイッチングモードを選択することのできる電力変換装置の制御回路が得られる効果がある。

【図面の簡単な説明】

【図1】 この発明の実施の形態1を示すブロック図である。

【図2】 図1内のPWMパターンセレクト回路の構成を詳細に示すブロック図である。

【図3】 この発明の実施の形態1による処理動作を示すフローチャートである。

【図4】 この発明の実施の形態1により選択される電圧ベクトルを示す説明図である。

【図5】 この発明の実施の形態1により選択されるスイッチングモードを説明するためのベクトル図である。

【図6】 この発明の実施の形態2により選択されるスイッチングモードを説明するためのベクトル図である。

【図7】 この発明の実施の形態2による処理動作を示すフローチャートである。

【図8】 この発明の実施の形態3により選択されるスイッチングモードを説明するためのベクトル図である。

【図9】 この発明の実施の形態3による処理動作を示すフローチャートである。

【図10】 この発明の実施の形態4を示すブロック図である。

【図11】 この発明の実施の形態5により選択されるスイッチングモードを説明するためのベクトル図である。

【図12】 従来の電力変換装置の制御回路を示すブロック図である。

【図13】 図12内の三相インバータの具体的な構成例を示す回路図である。

【図14】 従来の電力変換装置の制御回路により選択されるスイッチングモードを説明するためのベクトル図である。

【図15】 従来の電力変換装置の制御回路により選択されるスイッチングモードを説明するためのベクトル図である。

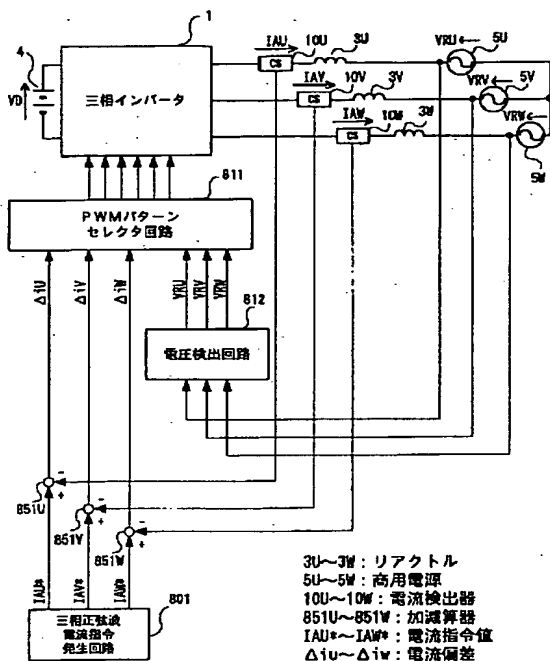
【図16】 従来の電力変換装置の制御回路により選択されるスイッチングモードを示す説明図である。

【図17】 従来の電力変換装置の制御回路により選択されるスイッチングモードを示す説明図である。

【符号の説明】

1 三相インバータ（電力変換装置）、3U～3W リアクトル、5U～5W商用電源（三相電圧源）、10U～10W 電流センサ、801 三相正弦波電流指令発生回路、811 PWMパターンセレクト回路（PWMパターン選択手段）、812 電圧検出回路、821 電圧制御回路、831 三相正弦波電圧指令発生回路、

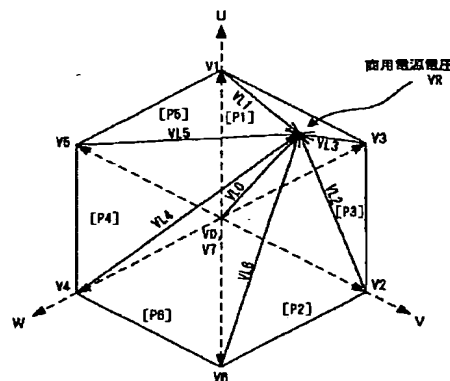
【図1】



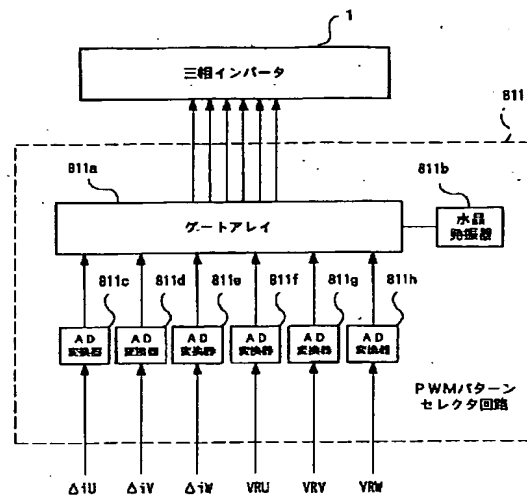
【図4】

領域	選択電圧ベクトル
[P1]	V0, V1, V3, V7
[P2]	V0, V2, V3, V7
[P3]	V0, V2, V6, V7
[P4]	V0, V4, V6, V7
[P5]	V0, V4, V5, V7
[P6]	V0, V1, V5, V7

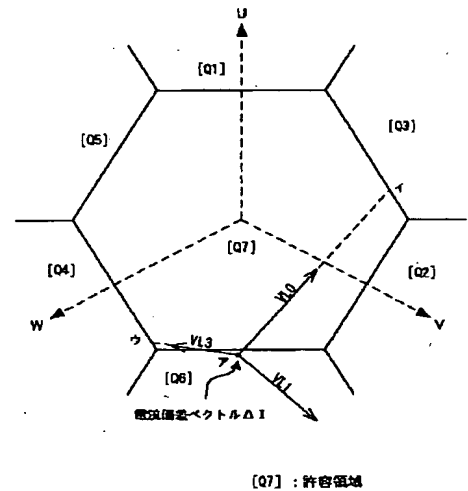
【図5】



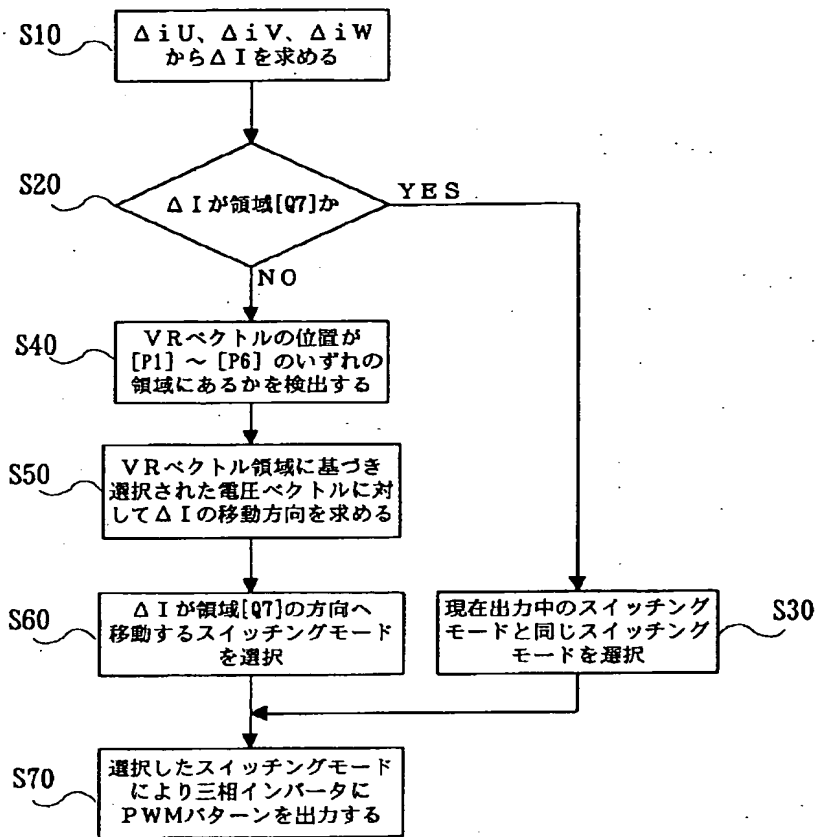
【図2】



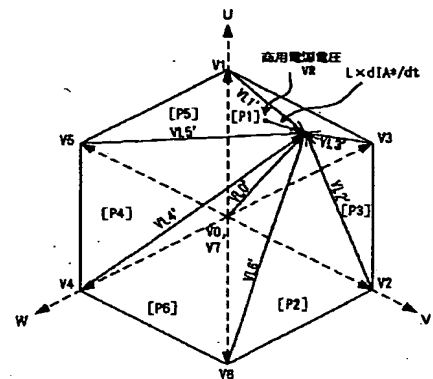
【図6】



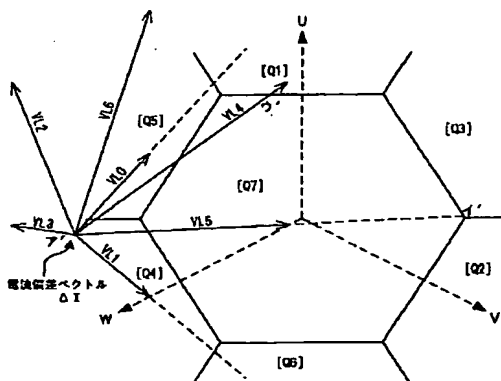
【図3】



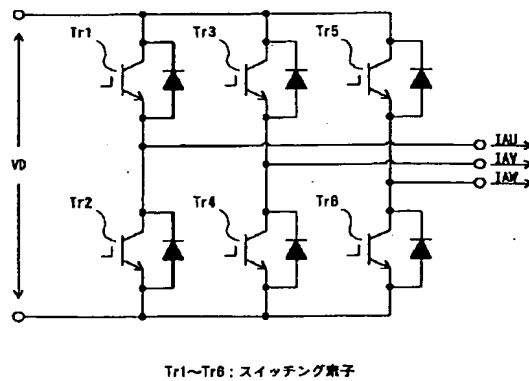
【図11】



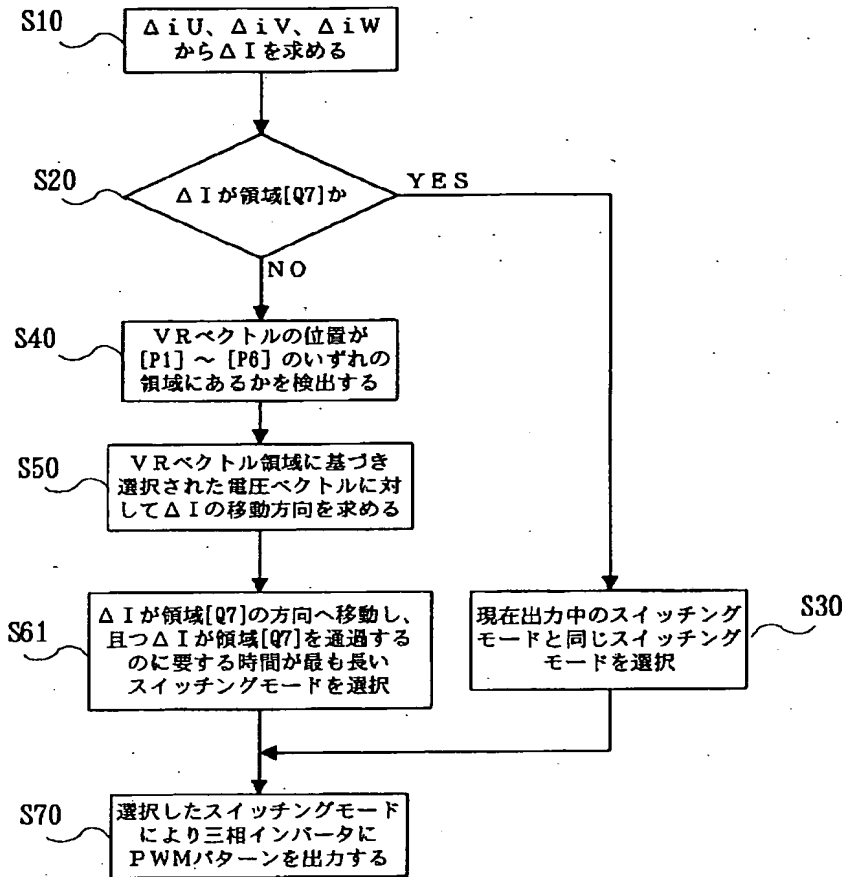
【図8】



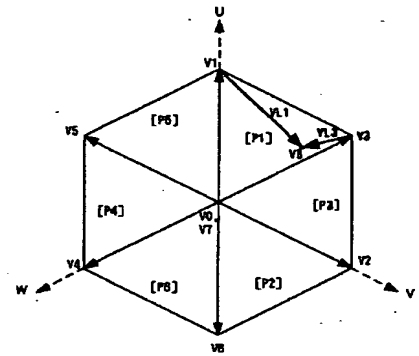
【図13】



【図7】



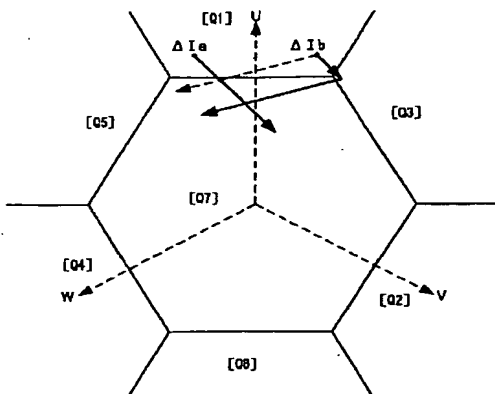
【図14】



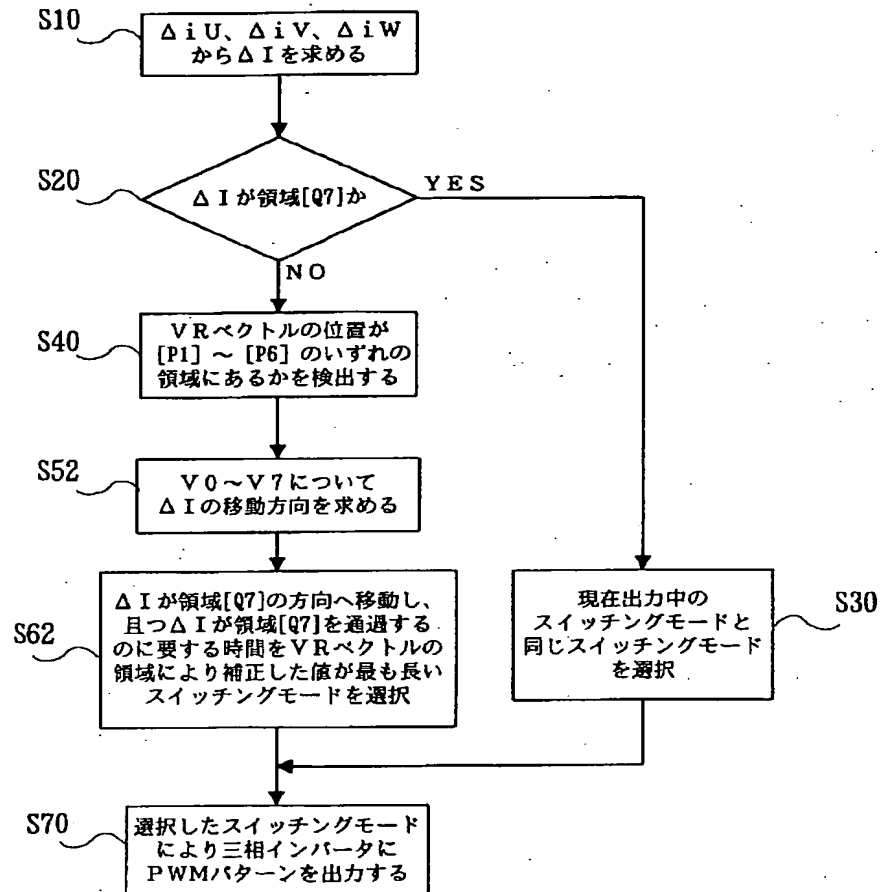
【図16】

モード	スイッチング状態		
	W	V	U
	Z	Y	X
k0	OFF ON	OFF ON	OFF ON
k1	OFF ON	OFF ON	ON OFF
k2	OFF ON	ON OFF	OFF ON
k3	OFF ON	ON OFF	ON OFF
k4	ON OFF	OFF ON	OFF ON
k5	ON OFF	OFF ON	ON OFF
k6	ON OFF	ON OFF	OFF ON
k7	ON OFF	ON OFF	ON OFF

【図15】



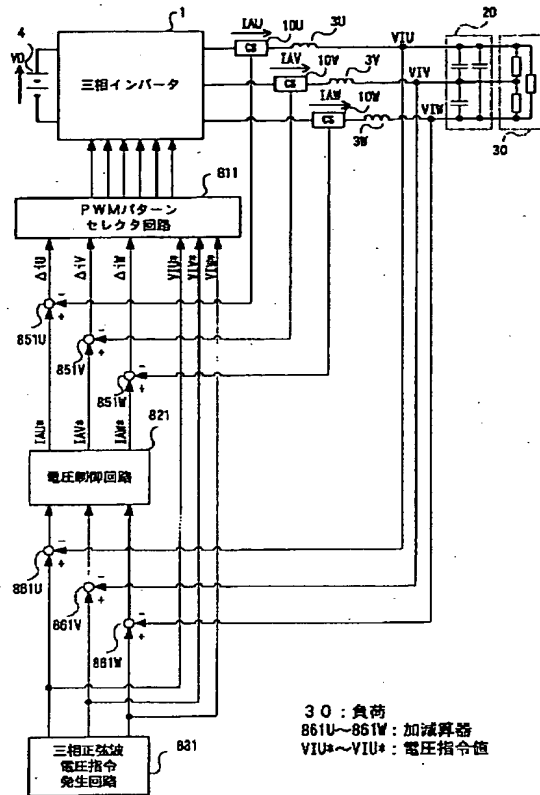
【図9】



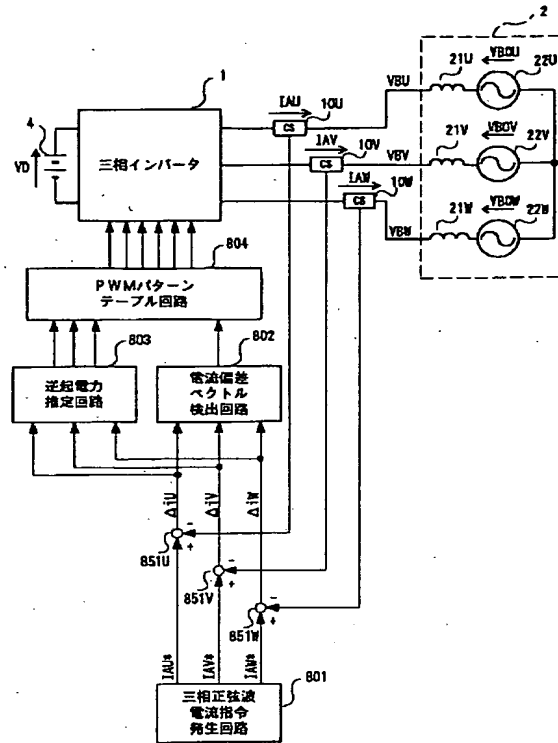
【図17】

VBの領域	ΔI の領域						
	[Q1]	[Q3]	[Q2]	[Q6]	[Q4]	[Q5]	[Q7]
[P1]	k1	k3	k3	k0, k7	k0, k7	k1	保持
[P3]	k3	k3	k2	k2	k0, k7	k0, k7	保持
[P2]	k0, k7	k2	k2	k6	k6	k0, k7	保持
[P6]	k0, k7	k0, k7	k6	k6	k4	k4	保持
[P4]	k5	k0, k7	k0, k7	k4	k4	k5	保持
[P5]	k1	k1	k0, k7	k0, k7	k5	k5	保持

【図10】



【図12】



**This Page is Inserted by IFW Indexing and Scanning
Operations and is not part of the Official Record**

BEST AVAILABLE IMAGES

Defective images within this document are accurate representations of the original documents submitted by the applicant.

Defects in the images include but are not limited to the items checked:

- ☐ BLACK BORDERS
- ☐ IMAGE CUT OFF AT TOP, BOTTOM OR SIDES
- ☐ FADED TEXT OR DRAWING
- ☐ BLURRED OR ILLEGIBLE TEXT OR DRAWING
- ☐ SKEWED/SLANTED IMAGES
- ☐ COLOR OR BLACK AND WHITE PHOTOGRAPHS
- ☐ GRAY SCALE DOCUMENTS
- ☐ LINES OR MARKS ON ORIGINAL DOCUMENT
- ☒ REFERENCE(S) OR EXHIBIT(S) SUBMITTED ARE POOR QUALITY
- ☐ OTHER: _____

IMAGES ARE BEST AVAILABLE COPY.

As rescanning these documents will not correct the image problems checked, please do not report these problems to the IFW Image Problem Mailbox.